doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2023.03.002

# 标签到标签通信系统中相位对消问题研究①

黄庭培②\* 于向洋\*\* 李世宝\*\* 刘建航\*

(\*中国石油大学(华东)计算机科学与技术学院 青岛 266580)
 (\*\*中国石油大学(华东)海洋与空间信息学院 青岛 266580)

摘要在反向散射标签到标签(BBTT)通信系统中,标签与标签之间通过反向散射和接收环境信号进行通信。来自信号源的环境信号和来自发射标签的反向散射信号在接收标签处产生叠加信号,由于相位的不确定性,在接收标签处可能造成相位对消问题,导致解调错误。首先,本文分析了相位对消问题存在的原因和造成的影响。其次,针对低信噪比(SNR)、接收标签对误符号率(SER)要求高的场景提出基于三电平二进制的二阶调制方案。针对高阶调制下的相位对消问题,本文采用非对称星座图,并在发射标签端采用最小二分法确定延迟并主动增加延迟来降低相位对消问题对解调的影响。最后,设计了动态调制方法以适应不同信道环境下的反向散射通信。仿真实验表明,本文设计的调制方案能有效降低标签到标签反向散射通信的误符号率。

关键词 反向散射;相位对消;标签到标签通信;三电平二进制调制;非对称星座图

### 0 引言

随着物联网的飞速发展,越来越多的设备实现 互联,通信网络更加密集。受到通信频谱资源和能 耗的限制,传统通信方式很难独自应对物联网的发 展速度。反向散射技术作为解决物联网通信能耗和 频谱资源的关键技术已经被应用于各个领域,如物 流跟踪<sup>[1-2]</sup>、活动识别<sup>[3-5]</sup>等,这种通信方式标签成 本低且实现简单。但这种通信方式需要一个高成本 的阅读器控制周围标签进行通信并为周围标签提供 能量,而且要想实现大规模的覆盖需要部署大量的 阅读器。在这些系统中,阅读器向标签群发送高强 度查询信号,导致阅读器之间存在干扰,而且存在大 量反向散射标签时需要部署多个阅读器,此时仍有 20%~80%标签无法被读取<sup>[6]</sup>。

反向散射标签与标签之间的通信是解决阅读器

部署困难的有效方案。文献[7]提出了标签间的通 信模型,该模型由射频源、发射标签和接收标签组 成,标签由天线、调制电路、包络检测器、比较器和微 控制器组成。在标签到标签的通信系统中,信号源 发送载波,发射标签通过改变天线阻抗反向散射载 波信号与接收标签通信。目前已有的反向散射标签 到标签(backscatter-based tag-to-tag, BBTT)系统可 以通过采集蓝牙<sup>[8]</sup>、Wi-Fi<sup>[9-10]</sup>、LoRa<sup>[11]</sup>和LTE<sup>[12]</sup>等 环境信号进行能量收集和反向散射通信,而且反向 散射通信可以适用于5G信号中<sup>[13]</sup>。

在标签到标签的通信系统中,发射标签一般采用 幅移键控(amplitude shift keying, ASK)、相移键控 (phase shift keying, PSK)或多进制相移键控(multiple phase shift keying, M-PSK)进行反向散射调制,受到 标签可收集能量的限制,接收标签一般采用包络检 波来解调信号。接收标签处同时接收来自环境中的 载波信号和来自发射标签的反向散射信号,由于标

① 国家自然科学基金(61872385,61772551)和中央高校基本科研业务(19CX05003A4)资助项目。

② 女,1981年生,博士,副教授;研究方向:无线智能感知与计算,无源物联网,移动计算;联系人,E-mail:huangtingpei@upc.edu.cn。 (收稿日期:2022-03-28)

签位置的不确定以及硬件延迟的影响,接收标签处的叠加信号幅度亦不能确定,对反向散射信号的解 调造成严重影响,即相位对消问题。因此如何减小环 境信号对反向散射信号的影响成为一个重要问题。

目前相位对消的解决方案可以分为2种,通过增 加硬件成本或者通过减小系统的吞吐量来解决相位 对消问题。增加硬件成本方面,文献[14]中设计 µmo 接收机硬件模型,使用双天线来消除相位对消问题, 为了延长通信距离,还提出了 μ 码。文献[15]分析 了信号源、收发模块相对静止时的最佳延迟并使用延 迟电路来解决相位对消。文献[16]使用2个天线进 行空间分集来解决相位对消问题。降低吞吐量方面, 文献[17]采用相位分集的方式来解决相位对消问题, 对于 2ASK 和 2PSK 调制,相同的信号以不同的相位 连续发送2次,当其中一个时隙发生相位对消时另外 一组信号将可以被解调。另外由于2次信号差小于 π/2,2PSK 调制可以完全避免相位对消,性能优于 2ASK 但严重降低了系统的吞吐量。文献[18]采用 降阶调制和相位自动旋转的方式来解决最高 8PSK 相位对消问题。当接收标签误符号率(symbol error rate, SER)降低时,发射标签自动改变发射延迟,当多 次改变延迟后误符号率仍然很高,发射标签降低调制 阶数,这种调制方式可以适用于移动场景。

本文主要贡献如下。

(1)针对二阶调制下的相位对消问题,设计了三电平进行二进制反向散射信号传输方案,使用三阻阻抗传输"0"、"1"信号。

(2)针对高阶调制,本文设计非对称星座图,使 得接收标签处包络检波时包络幅度差异最大,并且 在发射标签处使用延迟电路,采用最小二分法确定 最佳传输延迟以降低高阶调制下的误符号率。

(3)设计动态调制方案,在不同信道环境下采 用不同调制方式以获得较高的传输效率和较低的误 符号率。

1 BBTT 通信系统中相位对消问题分析

BBTT 通信系统由环境信号、发射标签、接收标签 组成,如图1所示,环境信号一般由 Wi-Fi、蓝牙、电视

信号等射频信号组成,为标签提供能量并作为反向散 射通信的载波信号。Tx tag 作为发射标签通过在 2 种或者多种阻抗之间切换来改变天线的反射系数并 相应地改变反射信号的相位和幅度将信息发送给接 收标签,根据改变反射信号的振幅或相位,可以分为 ASK 调制、PSK 调制或正交振幅调制(quadrature amplitude modulation, QAM)调制。根据式(1),在 ASK 调制中,标签阻抗的虚部不变,通过改变阻抗的实部 来改变信号幅度;在 PSK 调制中,标签实部不变,通 过改变信号的虚部来改变信号相位;QAM 同时改变 标签阻抗的实部和虚部来改变信号的相位和幅度。



$$|s|^{2} = \left| \frac{Z_{c} - Z_{A}^{*}}{Z_{c} + Z_{A}^{*}} \right|^{2}, 0 \le |s^{2}| \le 1$$
(1)

式中,s为天线反射系数; $Z_{a}$ 为标签实部阻抗; $Z_{A}^{*}$ 为标签虚部阻抗。

接收标签 Rx tag 处同时接收环境载波信号和 来自发射标签的反向散射信号,受到标签可获得能 量和硬件条件的限制,接收标签一般采用功耗低、计 算简单的包络检波的方式解调反向散射信号。但是 由于发射标签、接收标签、环境信号源三者的相对位 置不同以及发射标签的硬件延迟会导致在不同的反 向散射信号被反射时,不同信号在接收标签处产生 的叠加信号包络是相同或相近的,而且在接收标签进 行解调时比较器有阈值限制,当两电平包络相近时比 较器将不能区分2个电平,导致无法正确解码信号。

在现有的反向散射标签中,大多数 QAM 调制

— 244 —

标签要么是有源的,要么是半无源的,能耗很高。因此,本文采用文献[19]设计的 M-PSK 反向散射标签,以 4PSK 为例,分析了环境反向散射中的相位对消问题。4PSK 调制星座如图 2 所示,假设 Rx 标签处



图 2 发射标签 4PSK 调制星座图

环境载波的相位延迟为 $\theta_s$ , Tx 标签发送"00"、 "01"、"11"、"10",标签处的信号幅度分别为 $A^0$ 、  $A^1$ 、 $A^2$ 、 $A^3$ , Rx 标签接收的信号相位分别为 $\theta_T^0$ 、 $\theta_T^1$ 、 $\theta_T^2$ 、  $\theta_T^3$ ,根据文献[17]可得:

$$\theta_s = \frac{2\pi f \, d_{sr}}{c} \tag{2}$$

$$\theta_T^i = \frac{2\pi f(d_{st} + d_{tr})}{c} + \theta_h + \varphi_i, i = 0, 1, 2, 3$$
(3)

其中,f为载波频率,c为光速, $d_x$ 、 $d_x$ 、 $d_x$ 分别为射频源 到发射标签、射频源到接收标签、发射标签到接收标签 的距离; $\theta_h$ 为标签硬件引起的相位偏移, $\varphi_0$ 、 $\varphi_1$ 、 $\varphi_2$ 、 $\varphi_3$ 为 符号"00"、"01"、"11"、"10"的传输引起的相位差,则不 同信号与射频源在接收标签产生的相位差为

$$\theta_{d}^{i} = \theta_{T}^{i} - \theta_{s} = \frac{2\pi f(d_{st} + d_{tr} - d_{sr})}{c} + \theta_{h} + \varphi_{i},$$
  

$$i = 0, 1, 2, 3$$
(4)

接收标签接收到的信号可以表示为

 $S^{i}(t) = A_{S} \cos(\omega t + \theta_{s}) + A_{T}^{i} \cos(\omega t + \theta_{T}^{i}) = (A_{S} \cos\theta_{s} + A_{T}^{i} \cos\theta_{T}) \cos(\omega t) - (A_{S} \sin\theta_{s} + A_{T}^{i} \sin\theta_{T}^{i}) \sin(\omega t)$ (5)

如果忽略环境噪声和多径的影响,接收标签信 号幅度可以表示为

$$A^{i} = \sqrt{(A_{s}\cos\theta_{s} + A_{T}^{i}\cos\theta_{T}^{i})^{2} + (A_{s}\sin\theta_{s} + A_{T}^{i}\sin\theta_{T}^{i})^{2}}$$

$$= \sqrt{A_s^2 + 2A_sA_T^i \cos \theta_d^i + (A_T^i)^2}, i = 0, 1, 2, 3$$
(6)

其中,*A*<sub>s</sub>为接收标签接收到的载波信号幅度,*A*<sub>r</sub>为接收标签接收到的反向散射信号的幅度,根据文献[17]可得:

$$A_{s} = \frac{\lambda \sqrt{2 P_{s} G_{s} G_{T2} R_{T2}}}{4\pi d_{sr}}$$
(7)

$$A_{T}^{i} = \frac{k_{i}\lambda^{2}G_{T1}\sqrt{2P_{s}G_{s}G_{T2}R_{T2}}}{16\pi^{2}d_{st}d_{sr}}$$
(8)

其中, $\lambda = c/f$ 为载波信号波长,c为光速,f为载波信 号频率, $P_s$ 为信号源输出功率, $G_s$ 为信号源天线增 益, $G_n$ 和 $G_n$ 为标签1和标签2的天线增益, $k_i$ 为发 射标签在发送第i个符号时的反射系数, $d_s, d_s, d_r$ 如图1所示。

采用 4PSK 调制时, 设 $A_{T}^{0} = A_{T}^{1} = A_{T}^{2} = A_{T}^{3}$ , 当 $A^{0} = A^{1}$ ,  $A^{0} = A^{2}$ ,  $A^{0} = A^{3}$ ,  $A^{1} = A^{2}$ ,  $A^{1} = A^{3}$ ,  $A^{2} = A^{3}$ 时将发生 相位对消, 如星座图 3 所示, 阴影部分即发生相位对 消的区域, 图中 $A^{0}A^{1}A^{2}A^{3}$ 为有源射频信号与发射标 签反射的反向散射信号, 图中阴影部分的信号在接 收标签解调时振幅相似, 当使用包络检测时,将发生 相位对消, 接收标签无法执行正确的解调。



图 3 4PSK 调制下发生相位对消时的星座图

— 245 —

在之前的解决方案中<sup>[16]</sup>使用2个天线来解决这 个问题,但由于标签尺寸的限制,天线相距不远,无法 很好地解决相位抵消问题,而且采用2个天线不仅增 加了硬件成本还增大了标签体积。另外受到接收标 签能量的限制,不能采用聚类的方式进行解码。因此 针对反向散射系统中的相位对消问题,本文分别在二 阶调制以及高阶调制下提出解决这个问题的方法。

2 二进制调制下相位对消方案

在反向散射通信系统中,采用高阶调制使用1个符号传输更多的比特数据会提高传输效率,但是在信道状态差、信噪比(signal to noise ratio, SNR)低时高阶调制会导致更高的误符号率,此时采用二阶调制更加可靠。另外在接收标签对传输错误比较敏感时,采用高阶调制往往会导致传输失败,例如在标签的唤醒阶段,应发送二进制"0"、"1"交替唤醒信号。如果此时发送的"0"、"1"信号恰好发生相位对消,则接收标签将不会被唤醒,无法接收反向散射信号。

本文设置了 3 个不同相位 $A_n$ 、 $A_n$ 、 $A_n$ 、 $A_n$ 、 $famoremath{\betamath{\betamath{\betamath{\alphanx}}}, xambda xmambda xm$ 

最坏的情况为A<sub>n</sub>、A<sub>n</sub>、A<sub>n</sub>中任意 2 个发生相位 对消,但是在接收标签进行解调时同时判断这 3 个 电平两两之间电平是否发生跳变,因此在任何情况 下"1"均可以被正确解调。具体解调过程如表 1 所 示,三电平二进制传输使用 2 个符号传输 1 bit 信 息,虽然导致通信速率下降,但是有效地解决了相位 对消问题,可以确保标签被正确唤醒,而且在信噪比 低的情况下有效提高了系统的鲁棒性。



图 4 三电平二进制调制星座图

表1 三电平二进制传输方案设计

发送信息	开关选择	接收标签判别	接收信息
	$A_{T_1}$		
1	$A_{T2}A_{T3}$	$ A_2 - A_1  < T,  A_3 - A_2  < T$	1
0	$A_{T3}A_{T3}$	$ A_3 - A_3  < T,  A_3 - A_3  < T$	0
1	$A_{T2}A_{T1}$	$ A_2 - A_3  < T,  A_1 - A_2  < T$	1
1	$A_{T2}A_{T3}$	$ A_2 - A_1  < T,  A_3 - A_2  < T$	1

# 3 高阶调制下相位对消方案

在 BBTT 通信系统中,为提高传输效率,一般采 用高阶调制,但是高阶调制中相位对消问题更加严 重,本节主要分析高阶调制下相位对消问题解决方 案。在接收标签采用包络检波解调反向散射信号, 包络检波将信号峰值连线获得信号包络,在使用 8PSK 传输信号时,若采用传统的星座图设计,在接收 标签进行能量检测时,有些星座点产生的信号在接收 标签信号包络可能很接近,不利于接收标签进行正确 地解调,因此设计非对称星座图以减小误符号率。

根据式(5)可以得到:

 $A^{i} = \sqrt{A_{s}^{2} + 2A_{s}A_{T}^{i}\cos\theta_{d}^{i} + (A_{T}^{i})^{2}}$ (9)

在 PSK 调制下,设不同相位的反向散射信号幅 度A<sub>r</sub>为定值,当标签与信号源相对位置确定时信号 源在接收标签处的幅度A<sub>s</sub>也为定值,也就是说接收 标签处信号幅度A<sup>i</sup>由接收标签反向散射信号和信号 源信号的相对相位差θ<sub>i</sub>唯一决定,且

$$A_{\max}^{i} = A_{S} + A_{T}^{i}, A_{\min}^{i} = A_{S} - A_{T}^{i}$$
(10)

— 246 —

$$\operatorname{argmax}(A^{i}(\theta_{d}^{i})) = \{0, 2\pi, 4\pi, \cdots\}$$
(11)

$$\operatorname{argmin}(A^{i}(\theta_{d}^{i})) = \{\pi, 3\pi, 5\pi, \cdots\}$$
(12)

根据式(8)在不考虑多径和噪声的影响下设计 4PSK 和 8PSK 星座图如图 5 所示。



主动确认发射延迟。前文中提到在信号传输过 程中,环境载波信号和来自发射标签的反向散射信 号相对时延不确定将会导致相位对消问题,即使未 发生相位对消,由于接收标签进行阈值检测时有一 定误差,两不同电平由于相对时延不确定使得在接 收标签包络相近时也会导致解调错误。因此在通信 过程确定相对时延是很有必要的,本文采用主动确 认相对时延的方法确定相时延放并把它放在标签的 唤醒阶段。在采用非对称星座图时,当反向散射信 号和信号源信号同时到达接收标签时解调效果最 好,当发射标签开始发送反向散射信号时,先发送 "0"和"1"交替的唤醒信号用于唤醒接收标签。此 时,可以在发射标签主动增加延迟,根据公式;

$$t = \frac{\theta_r}{2\pi f} \tag{13}$$

其中, $\theta_r$ 为标签需要旋转的角度,f为载波频率,t为标签延迟时间。

在发射标签反射反向散射信号时,发送"0"、

"1"交替的二进制唤醒序列。发射标签首先发送一组0相位和π相位的二进制信号,然后主动增加1/2π延迟发送第2组二进制信号,第3次增加1/4π延迟,利用最小二分法确定发射延迟。在接收标签处信号"0"对应的最高包络即为最佳发送延迟。

动态 M-PSK 调制。在同为 M-PSK 调制的情况 下,调制接收多个越高,每符号携带的信息也就越 多,同时信号解码时出错的概率也就越大。因此在 激励器信号强度高且标签距离近时可以考虑采用 8PSK 调制;但是当标签距离变远之后,接收标签接 收到的反向散射信号强度也会降低,此时可以采用 4PSK 调制。但是当标签距离更远之后,要想保证传 输的低误符号率,只能采用三电平二进制调制,因 此,在接收标签设置阈值,根据阈值判断采用何种调 制,并称之为动态 M-PSK 调制。

在标签的唤醒阶段采用三电平二进制传输,并 使用 0 相移和  $\pi$  相移来确定发射延迟和调制阶数。 在使用 0 相移确定发送延迟之后,0 相移时发送的 反向散射信号在接收标签处产生的合成信号为最高 包络,  $\pi$  相移时发送的反向散射信号在接收标签产 生的合成信号为最低包络。最高包络减去最低包络 为高阶反向散射不同信号在接收标签产生的合成信 号包络范围,根据包络范围的大小,可以设置 2 个阈 值 $T_A$ 和 $T_B$ ,发射标签根据不同反馈采用不同调制方 式。当包络范围大于阈值 $T_A$ 时,采用 8PSK 调制;当 包络范围大于 $T_B$ 小于 $T_A$ 时采用 4PSK 调制;当包络 范围小于 $T_B$ 时采用三电平二进制调制,发射标签阻 抗选择电路图如图 6 所示。

系统通信流程。在未进行反向散射通信时,发 射标签和接收标签都处于空闲状态。当发射标签要 发送反向散射信号时首先发射一段"0"、"1"交替的 三电平二进制唤醒序列。在接收标签被唤醒之后, 发射标签根据反馈信息发送导频序列,若唤醒阶段 接收标签检测到的包络差异大于 $T_A$ ,说明此时信道 状态良好,发射标签以 8PSK 调制发送导频序列和 反向散射信号,导频序列分为4组{0,1}、{2,3}、 {4,5}和{6,7}。导频序列用于确定接收标签多级 检测时的阈值,若接收标签检测到的包络大于 $T_B$ 小 于 $T_A$ ,则导频序列为{0,1}、{2,3};若接收标签检测



图 6 发射端开关选择

到的包络小于T<sub>B</sub>,则发射标签继续以三电平二进制 传输方式传输信息。导频序列结束之后,发射标签 开始发送携带有效数据的反向散射信号,接收标签 根据导频序列获得的不同阈值解调反向散射信号。 有效信息发送完成之后发射标签发送"0"、"1"交替 的二进制结束信号,接收标签检测到结束信号之后 表明已经成功收集到数据包,标签重新回到能量 收集状态。

4 实验分析

在实验中,本文设h<sub>sr</sub>、h<sub>st</sub>服从高斯分布,h<sub>u</sub>服从 莱斯因子为5的莱斯分布,信号源发射功率为 13 dBm,最高调制阶数为8PSK调制,发射标签中开 关旋转频率为10 kHz,本文采用图6中的星座图进 行实验,假设信道在100个符号周期内保持不变,仿 真模型如图1所示。以误符号率(SER)作为判断传 输准确率的标准。

本文采用主动确认发射延迟的方式确认最佳发 射延迟,但是多次向发射标签反馈信息会导致资源 浪费,因此需要确认最佳反馈次数 *R*。图 7 显示了 采用最小二分法不同信噪比下不同反馈次数的误符 号率曲线,当*R* = 2 或*R* = 3 时,8PSK 调制误符号率 仍居高不下,当*R* = 4 时,8PSK 调制误符号率明显 下降,且 R = 5 与 R = 4 误符号率相差不大,为节约 通信成本,选择 R = 4 作为最佳延迟发现确认次数。



图 8 和图 9 显示了不同距离时三电平二进制调 制和非对称星座图 8PSK 调制的误符号率曲线,本 文分别在 $d_x \in (0,5) m \ d_r \in (0,1) m \ d_s = 1 m$ 时进 行仿真验证,其中 $k_i = 0.8 \ G_s = 6 \ dB \ G_n = G_n = 2 \ dB \ \lambda_n = 50 \ \Omega, P_s = 13 \ dBm, 射频源采用超高频段$  $(ultra high frequency, UHF)即 <math>\lambda \in (0,1)$ 。从图 9 和图 10 可以看出,随着 Tx-tag 与 Rx-tag 距离的增 加,系统的误符号率逐渐增加,这是由于接收标签采 用包络检波解调,随着收发标签之间距离增加,接收 标签接收到的反向散射信号强度逐渐下降,使得接 收标签不同电平包络幅度差异变小,导致接收标签 阈值判断出错。同时通过对比 3 条曲线可以看出, 在标签距离信号源较远时若采用高阶调制,误符号 率将会很大,此时可以采用三电平二进制调制。



图 8 8PSK 非对称星座图不同距离下的误符号率

图 10 显示了不同信噪比下采用不同调制方式



的误符号率曲线。在信噪比较低时,采用非对称星 座图调制的误符号率略低于普通 8PSK 调制,但随 着信噪比的增加,非对称星座图调制误符号率明显 下降。与相位旋转与自适应调制(phase rotation and adaptive modulation, PRAM)相比,本文方法误符号 率低,这是因为采用非对称星座图在接收标签处不 同信号电平差异比传统星座图调制差异大,解调时 判别错误的概率小。同时采用三电平二进制的二进 制相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制 在信噪比低于 2 dB 时误符号率与传统 BPSK 调制 相近,但是在信噪比高于2dB时误符号率开始急剧 下降,而且信噪比高于10dB时基本不会出现传输 错误。在信噪比低于4 dB 时,动态 M-PSK 调制误 符号率明显低于采用非对称星座图和主动确认发射 延迟的 8PSK 调制,并且与采用三电平二进制的 BPSK 调制接近,此时发射标签接收到接收标签的 反馈信息,主动采用二阶调制以降低通信效率的方



图 10 不同调制方式下的误符号率与信噪比之间的关系

式减小传输的出错概率。当信噪比高于 12 dB 时, 信噪比高、信道环境良好,此时发射标签根据接收标 签反馈信息采用 8PSK 调制,而在 4~12 dB 时系统 采用 4PSK 调制传输信息。

### 5 结论

在环境反向散射标签与标签通信时不可避免地 会遇到相位对消问题,而且调制阶数越高相位对消 问题越严重。本文研究了标签与标签通信系统中的 相位对消问题,并且针对二进制调制下提出了三电 平二进制相位对消解决方法,能够有效解决相位对 消问题,但是降低了系统的吞吐量,因此这种通信方 式只适用于对误符号率要求比较严格的场合,例如 标签唤醒、信号终止位以及信道环境较差的场合。 针对高阶调制,本文还提出非对称星座图调制方法 以及最小二分法确定相位延迟,通过设计非对称星 座图增加接收标签包络检波时的幅度差异,通过最 小二分法确定相对时延,减小相位对消发生的概率, 有效降低高阶调制下的误符号率。另外还设计了动 态 M-PSK 调制以适应不同信道环境下的信号传输。

未来的工作中,计划采用 WiFi 作为信号源测试 文中调制模式的抗干扰性能,并设计硬件原型评估 模型的抗干扰能力。

#### 参考文献

- POPOVA I, ABDULLINA E, DANILOV I, et al. Application of the RFID technology in logistics [J]. Transportation Research Procedia, 2021, 57: 452-462.
- [2] 安四清,赵钰. 基于 RFID 技术的物流仓储系统定位 方法研究[J]. 信息技术, 2021, 45(11):156-161.
- [3] SHUAIEB W, OGUNTALA G, ALABDULLAH A, et al. RFID RSS fingerprinting system for wearable human activity recognition[J]. Future Internet, 2020, 12(2):1-33.
- [4] WANG F, LIU J, GONG W. Multi-adversarial in-car activity recognition using RFIDs[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2020, 20(6): 2224-2237.
- [5] 王兴, 侯礼宁, 白雪. 基于 RFID 技术的身份证识别 门禁系统开发[J]. 高技术通讯, 2019, 29(6):539-545.
- [6] LOO C H, ELSHERBENI A Z, YANG F, et al. Experimental and simulation investigation of RFID blind spots
   [J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2009, 23(5-6): 747-760.
- [7] NIKITIN P V, RAMAMURTHY S, MARTINEZ R, et al. Passive tag-to-tag communication [C] // 2012 IEEE Inter-

national Conference on RFID. Orlando: IEEE, 2012: 177-184.

- [8] IYER V, TALLA V, KELLOGG B, et al. Inter-technology backscatter: towards internet connectivity for implanted devices [C] // Proceedings of the 2016 ACM SIGCOMM Conference. Florianopolis: Association for Computing Machinery, 2016: 356-369.
- [9] YANG Z, HUANG Q, ZHANG Q. Nicscatter: backscatter as a covert channel in mobile devices [C] // Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: Association for Computing Machinery, 2017: 356-367.
- [10] 成刚. 基于 Wi-Fi 信号的环境反向散射技术分析[J]. 电子技术应用, 2020, 46(12):43-47,52.
- [11] PENG Y, SHANGGUAN L F, HU Y, et al. PLoRa: a passive long-range data network from ambient LoRa transmissions [C] // Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. Budapest: Association for Computing Machinery, 2018: 147-160.
- [12] CHI Z, LIU X, WANG W, et al. Leveraging ambient LTE traffic for ubiquitous passive communication [C] // Proceedings of the Annual Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication on the Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communication. New York: Association for Computing Machinery, 2020: 172-185.

- BISWAS R, LEMPIÄINEN J. Assessment of 5G as an ambient signal for outdoor backscattering communications
   [J]. Wireless Networks, 2021, 27(6): 4083-4094.
- [14] PARKS A N, LIU A, GOLLAKOTA S, et al. Turbocharging ambient backscatter communication [J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2014, 44 (4): 619-630.
- [15] SIM I, HWANG Y M, SUN Y G, et al. Mitigation of phase cancellation for efficient decoding and RF energy harvesting in tag-to-tag communications [J]. IEEE Access, 2018, 6: 73724-73732.
- [16] WANG J, BOLIC M. Reducing the phase cancellation effect in augmented RFID system [J]. International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems, 2015, 30(6): 494-514.
- [17] SHEN Z, ATHALYE A, DJURIC P M. Phase cancellation in backscatter-based tag-to-tag communication systems[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(6): 959-970.
- [18] ZHAO J, YANG X, LI D, et al. PRAM: alleviation of phase cancellation in multiple modulated tag-to-tag communication systems [J]. Telecommunication Systems, 2020, 74(3): 287-298.
- [19] QIAN J, PARKS A N, SMITH J R, et al. IoT communications with M-PSK modulated ambient backscatter: algorithm, analysis, and implementation [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 6(1): 844-855.

## Research on phase cancellation in tag-to-tag communication system

HUANG Tingpei $^{\ast}$ , YU Xiangyang $^{\ast\ast}$ , LI Shibao $^{\ast\ast}$ , LIU Jianhang $^{\ast}$ 

(\* College of Computer Science and Technology, China University of Petroleum, Qingdao 266580)

(\*\* College of Oceanography and Space Informatics, China University of Petroleum, Qingdao 266580)

#### Abstract

In the backscatter-based tag-to-tag(BBTT) communication system, tags communicate with each other by backscattering and receiving environmental signals. The ambient signal from the signal source and the backscattering signal from the transmitting tag generate superposition signal at the receiving tag. Due to the uncertainty of phase, phase cancellation may be caused at the receiving tag, resulting in demodulation errors. This paper first analyzes the reason and influence of phase cancellation. Then, a two-order modulation scheme based on three-level binary is proposed for the scenario with low signal to noise ratio (SNR) and high symbol error rate(SER) requirement of receiving tag. In order to solve the problem of phase cancellation under high order modulation, asymmetric constellation diagram is adopted in this paper. The minimum dichotomy method is adopted at the transmitting tag to determine the delay, and increase the delay to reduce the influence of phase cancellation on demodulation. Finally, a dynamic modulation method is designed to adapt to backscattering communication in different channel environments. Simulation results show that the modulation scheme designed in this paper can effectively reduce the symbol error rate of tag to tag backscattering communication.

Key words: backscatter, phase cancellation, tag-to-tag communication, three-level binary modulation, asymmetric constellation